

Изобретение относится к радиотехнике и может быть использовано в радио- и гидролокации при цифровой обработке отраженных сигналов некогерентных передатчиков.

Среди известных способов обработки некогерентных импульсных пакетов наиболее близким по технической сущности к заявляемому изобретению является способ обработки некогерентной пачки радиоимпульсов [2], заключающийся, в частности, в том, что запоминают на период повторения радиоимпульсов начальную фазу φ_0 зондирующего импульса в момент излучения, принимают и усиливают отраженный сигнал, выделяют квадратурные составляющие напряжений отраженных сигналов, осуществляют аналого-цифровое преобразование напряжений отраженных сигналов, изменяют фазу комплексных цифровых отсчетов напряжений отраженных сигналов \tilde{U}_s согласно выражению:

$$\dot{\tilde{U}}_s = \tilde{U}_s^c + j \cdot \tilde{U}_s^s = U_s^c \cdot \cos \varphi_0 + U_s^s \cdot \sin \varphi_0 + j (U_s^s \cdot \cos \varphi_0 - U_s^c \cdot \sin \varphi_0),$$

где U_s^c , U_s^s - квадратурные составляющие комплексных цифровых отсчетов отраженного сигнала,

$\dot{\tilde{U}}_s$ - измененный по фазе комплексный цифровой отсчет отраженного сигнала,

$\tilde{U}_s^c, \tilde{U}_s^s$ - квадратурные составляющие измененного по фазе комплексного цифрового отсчета отраженного сигнала [2],

j - "мнимая" единица.

Способ-прототип характеризуется такими недостатками, как ограниченная точность выполнения операций запоминания начальной фазы сигнала в аналоговом виде; сложность фазирования когерентного гетеродина на высокой частоте; выполнение аналого-цифрового преобразования сигналов на видеочастоте, что не позволяет использовать при оценивании параметров сигналов их тонкую структуру.

Таким образом, в основу изобретения поставлена задача получить такой способ обработки некогерентного пакета радиоимпульсов, в котором новая совокупность операций позволила бы существенно уменьшить погрешность запоминания начальной фазы зондирующего сигнала, сохранить для оценивания параметров радиоимпульсов их тонкую структуру и за счет этого - в последующем применить процедуры обработки, ориентированные на когерентные сигналы. Осуществление изобретения приводит к техническому результату, суть которого сводится к обеспечению возможности решать с помощью некогерентных передающих систем задачи, характерные для когерентных РЛС, а именно: доплеровская селекция сигналов, обнаружение слабых источников радиолокационного излучения за счет более эффективного накопления, подавление пассивных помех, решение проблемы неоднозначного измерения дальности, реализация процедур сверхразрешения по дальности и радиальной скорости и т.д.

Сущность заявляемого изобретения заключается в том, что запоминают на период повторения радиоимпульсов начальную фазу φ_0 зондирующего импульса в момент излучения, принимают и усиливают отраженный сигнал, выделяют квадратурные составляющие напряжений отраженных сигналов, осуществляют аналого-цифровое преобразование напряжений отраженных сигналов, изменяют фазу комплексных цифровых отсчетов напряжений отраженных сигналов U_s согласно выражению:

$$\tilde{U}_s \cdot \tilde{U}_s^c + j \cdot \tilde{U}_s^s = U_s^c \cdot \cos \varphi_0 - U_s^s \cdot \sin \varphi_0 + j (U_s^s \cdot \cos \varphi_0 + U_s^c \cdot \sin \varphi_0), \quad (1)$$

где U_s^c , U_s^s - квадратурные составляющие комплексных цифровых отсчетов отраженного сигнала,

\tilde{U}_s - измененный по фазе комплексный цифровой отсчет отраженного сигнала,

$\tilde{U}_s^c, \tilde{U}_s^s$ - квадратурные составляющие измененного по фазе комплексного цифрового отсчета отраженного сигнала,

j - "мнимая" единица,

и отличается тем, что для запоминания начальной фазы зондирующего импульса в момент излучения в приемнике осуществляют аналого-цифровое преобразование просочившегося импульса передатчика, выделяют квадратурные составляющие напряжений просочившегося импульса передатчика U^c и U^s по фиксированной во времени относительно момента запуска передатчика цифровой выборке напряжений зондирующего сигнала, вычисляют тригонометрические функции "cos" и "sin" начальной фазы просочившегося в приемник зондирующего импульса в соответствии с выражением:

$$\cos \varphi_0 = \frac{U^c}{\sqrt{U^c{}^2 + U^s{}^2}},$$

$$\sin \varphi_0 = \frac{U^s}{\sqrt{U^c{}^2 + U^s{}^2}}. \quad (2)$$

запомненное в виде $\cos \varphi_0$ и $\sin \varphi_0$ значение начальной фазы зондирующего импульса в момент излучения используют в течение периода повторения для изменения по фазе комплексных напряжений отраженных сигналов, а выделение квадратурных составляющих напряжений отраженных сигналов осуществляют после аналого-цифрового преобразования напряжений отраженных сигналов.

Перечисленные признаки достаточны для осуществления заявляемого способа во всех случаях, на которые распространяется объем правовой охраны.

Что касается признаков, характеризующих изобретение в конкретных формах исполнения, то они изложены ниже.

Прежде всего, конкретный вариант заявляемого способа зависит от вида процедуры формирования

квадратурных составляющих напряжений просочившегося импульса передатчика. В частности, эта процедура может отличаться тем, что квадратурные составляющие U^c и U^s напряжения просочившегося в приемник импульса передатчика формируют путем дискретной гильбертовской фильтрации [3].

Учитывая, что реально просочившийся сигнал передатчика искажен шумами, при большом уровне шума приемника формированию квадратур путем гильбертовской фильтрации следует предпочесть процедуру, отличающуюся тем, что квадратурные составляющие U_c и U_s напряжения просочившегося в приемник импульса передатчика формируют согласно выражению:

$$\begin{aligned}
 U^c = & \left[\sum_{s=1}^N K^2(s-1) \cdot \sin^2 \omega \Delta t (s-1) \right] \cdot \left[\sum_{s=1}^N U_s \cdot K(s-1) \cdot \cos \omega \Delta t (s-1) \right] - \\
 & - \frac{1}{2} \left[\sum_{s=1}^N K^2(s-1) \cdot \sin^2 \omega \Delta t (s-1) \right] \cdot \left[\sum_{s=1}^N U_s \cdot K(s-1) \cdot \sin \omega \Delta t (s-1) \right]; \\
 U^s = & - \left[\sum_{s=1}^N K^2(s-1) \cdot \cos^2 \omega \Delta t (s-1) \right] \cdot \left[\sum_{s=1}^N U_s \cdot K(s-1) \cdot \sin \omega \Delta t (s-1) \right] + \\
 & + \frac{1}{2} \left[\sum_{s=1}^N K^2(s-1) \cdot \sin^2 \omega \Delta t (s-1) \right] \cdot \left[\sum_{s=1}^N U_s \cdot K(s-1) \cdot \sin \omega \Delta t (s-1) \right];
 \end{aligned} \quad (3)$$

где N - протяженность окна накопления в отсчетах АЦП, по которому формируются оценки квадратурных составляющих напряжений просочившегося импульса передатчика;

$K(s-1)$ - нормированная дискретная функция огибающей просочившегося в приемник импульса передатчика;

ω - значение его частоты заполнения;

Δt - период дискретизации;

s - порядковый номер отсчета.

Для упрощения вычислительных операций процедура формирования квадратурных составляющих напряжений импульса передатчика (3) может быть модифицирована. Для этого в заявляемом способе аналого-цифровое преобразование просочившегося импульса передатчика выполняют с периодом дискретизации, кратным нечетному числу четвертей периода заполняющего сигнала колебания, а сами квадратурные составляющие напряжения просочившегося импульса передатчика формируют в виде:

$$U^c = f_1 \sum_{s=1}^N U_s \cdot K(s-1) \cdot \cos(2r-1) \cdot \frac{\pi}{2} \cdot (s-1), \quad (4)$$

$$U^s = -f_2 \sum_{s=1}^N U_s \cdot K(s-1) \cdot \sin(2r-1) \cdot \frac{\pi}{2} \cdot (s-1),$$

причем $r = 1, 2, \dots$,

$$f_1 = \sum_{s=1}^N K^2(s-1) \cdot \sin^2 \frac{\pi}{2} \cdot (2r-1) \cdot (s-1),$$

$$f_2 = \sum_{s=1}^N K^2(s-1) \cdot \cos^2 \frac{\pi}{2} \cdot (2r-1) \cdot (s-1);$$

N - протяженность окна накопления в отсчетах АЦП, по которому формируются оценки квадратурных составляющих напряжения просочившегося импульса передатчика;

$K(s-1)$ - нормированная дискретная функция огибающей просочившегося в приемник импульса передатчика;

s - порядковый номер отсчета.

Что касается операции выделения в приемнике квадратурных составляющих напряжений отраженных сигналов, то ее выполняют по полученным в результате аналого-цифрового преобразования отсчетам напряжений. При этом в заявляемом способе для формирования квадратурных составляющих отраженных сигналов можно использовать упрощенную схему. Суть ее, как известно [4], заключается в том, что аналого-цифровое преобразование отраженных сигналов производят с периодом дискретизации кратным нечетному числу четвертей периода заполняющих отраженный радиоимпульс колебаний в отсутствие проявлений доплеровского эффекта, далее цифровые отсчеты напряжений отраженных сигналов разделяют на четные и нечетные по номеру следования выборки, которые используют в качестве квадратурных составляющих напряжений комплексных цифровых отсчетов отраженного сигнала U_s , подлежащих изменению по фазе.

Упрощение операции изменения фазы отраженных сигналов в заявляемом способе может быть достигнуто за счет прореживания информационного потока по выходу АЦП путем цифровой фильтрации на основе частичного суммирования сигнальных отсчетов отдельно в четной и нечетной по номеру следования выборках. При этом вариант заявляемого способа отличается тем, что полученные выборки четных и нечетных по номеру следования отсчетов напряжений отраженных сигналов разбивают на подмножества из N отсчетов в каждом (N - четное число) и в полученных массивах суммируют коды АЦП с чередующимся знаком, формируя подлежащие изменению по фазе квадратурные составляющие отраженного сигнала в виде:

$$U_s^c = \sum_{s=1}^N U_s \cdot \cos \frac{\pi}{2} \cdot s;$$

$$U_s^s = - \sum_{s=1}^N U_s \cdot \sin \frac{\pi}{2} \cdot s. \quad (5)$$

Полученные в результате напряжений квадратурных составляющих U_s^c . U_s^s далее подвергают операции изменения фазы в соответствии с выражением (1).

Конкретный вариант выполнения операции изменения фазы может отличаться тем, что изменение фазы комплексных цифровых отсчетов отраженных сигналов U_s дополняют формированием пакета сигналов с требуемым изменением начальной фазы от импульса к импульсу, для чего в k-м периоде повторения операция изменений фазы имеет вид:

$$\begin{aligned} \tilde{U}_{sk} = & \tilde{U}_{sk}^c + j \cdot \tilde{U}_{sk}^s = U_{sk}^c \cdot \cos(\varphi_{0k} + \varphi_{Tk}) + \\ & + U_{sk}^s \cdot \sin(\varphi_{0k} + \varphi_{Tk}) + \\ & + j \cdot U_{sk}^s \cdot \cos(\varphi_{0k} + \varphi_{Tk}) - \\ & - U_{sk}^c \cdot \sin(\varphi_{0k} + \varphi_{Tk}) \end{aligned} \quad (6)$$

где φ_{0k} - начальная фаза зондирующего импульса в k-м периоде повторений,

φ_{Tk} - требуемое фазовое приращение в k-м периоде в соответствии с выбранным законом изменения начальной фазы,

$U_{sk}^c(s)$ - квадратурные составляющие напряжения отраженного сигнала, полученные в результате суммирования отсчетов АЦП согласно выражению (5),

j - "мнимая" единица.

Такой прием может быть полезен при проведении цифровой коррекции фазо-частотных характеристик каналов многоканального анализатора, в случае электронного сканирования диаграммы направленности ФАР.

Заявляемое изобретение иллюстрируют фиг.1, 2, где представлены соответственно вариант устройства, реализующего заявляемый способ в целом, и устройства формирования квадратурных составляющих напряжений отраженных сигналов.

На фиг.1 цифрами обозначены:

- 1 - антенна;
- 2 - переключатель "прием - передача";
- 3 - передатчик;
- 4 - приемник;
- 5 - аналого-цифровой преобразователь;
- 6 - формирователь квадратурных составляющих напряжения просочившегося импульса передатчика;
- 7 - формирователь квадратурных составляющих напряжения отраженного сигнала;
- 8 - вычислитель $\cos \varphi_0$;
- 9 - вычислитель $\sin \varphi_0$;
- 10 - блок изменения фазы отраженного сигнала.

На фиг.2 использованы следующие обозначения:

- 11 - триггер;
- 12, 13, 14, 17 - 20 - буферные регистры;
- 15, 16 - вычитатели;
- $U_{вх}$ - цифровой сигнал с выхода АЦП;
- $T_{цп}$ - сигнал такта АЦП;
- "cos", "sin" - сформированные квадратурные составляющие отраженного сигнала.

Что касается сведений, подтверждающих возможность осуществления заявляемого изобретения, то в числе таковых можно указать следующее.

Вариант устройства, реализующего заявляемый способ в одном из конкретных вариантов исполнения, представлен на фиг.1.

Прежде чем перейти к пояснению принципа его работы, несколько слов о статическом состоянии устройства. Антенна 1, переключатель "Прием - передача" 2 и передатчик 3 выполняются по любой из известных схем.

Процедура аналого-цифрового преобразования просочившегося импульса передатчика и отраженных сигналов может быть выполнена на промежуточной частоте, например, 20 - 30 МГц, с помощью быстродействующего АЦП 5 типа 1107 ПВ5. При этом генератор тактовых импульсов АЦП (на фиг.1 не показан) должен синхронизироваться импульсом запуска передатчика 3, что позволит оценить начальную фазу просочившегося импульса передатчика на том, фиксированном участке существования сигнала, где отсутствуют переходные процессы.

Формирование квадратурных составляющих напряжений просочившегося импульса передатчика на основе гильбертовской фильтрации в блоке 6 весьма эффективно реализует дискретный фильтр Гильберта, например, 6 - го порядка, вариант которого представлен в [3]. Вычислители $\cos \varphi_0$ 8 и $\sin \varphi_0$ 9 можно реализовать на основе ПЗУ. Готовое схемное решение существует и в отношении процедуры изменения фазы отраженных сигналов, выполняемой блоком 10. Для этого достаточно использовать соответствующий узел цифрового компенсатора скорости ветра [4], причем для повышения производительности устройства умножители целесообразно реализовать на серийных микросхемах 1518 ВЖЗ.

Принцип работы устройства, представленного на фиг.1, сводится к следующему.

Сформированный передатчиком 3 зондирующий импульс проходит через переключатель "прием - передача" 2 на антенну 1 и излучается в пространство. Одновременно часть его энергии просачивается через переключатель "прием - передача" 2 в приемник 4, в котором радиоимпульс передатчика подвергается аналого-цифровому преобразованию в АЦП 5. Фиксированная в пределах существования зондирующего сигнала выборка цифровых отсчетов АЦП 5 далее используется в формирователе 6 квадратурных составляющих напряжений просочившегося импульса передатчика. На основании указанных квадратурных составляющих вычислители 8 и 9 определяют оценки $\cos \varphi_0$, $\sin \varphi_0$, которые поступают в блок 10 для изменения по фазе квадратурных составляющих отраженного сигнала U_k^c и U_k^a , выдаваемых формирователем 7. Результирующие напряжения квадратурных составляющих \tilde{U}_k^c и \tilde{U}_k^a далее используются для межпериодной обработки напряжений радиоимпульсов.

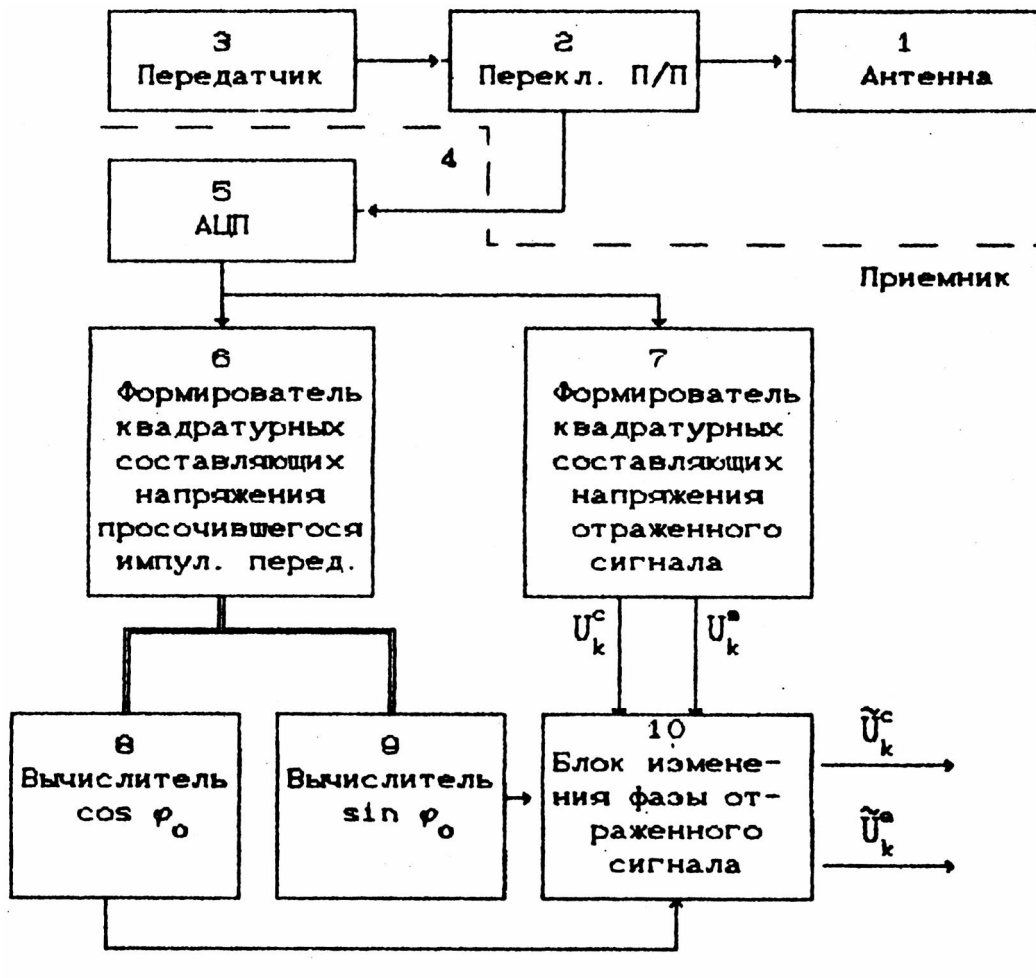
Устройство формирования квадратурных составляющих отраженного сигнала, представленное на фиг.2, также может быть реализовано на отечественной элементной базе. При использовании микросхем ЭСЛ-серии, тактовая частота устройства может быть увеличена до нескольких десятков МГц.

Статическое состояние устройства достаточно полно иллюстрируется фиг.2.

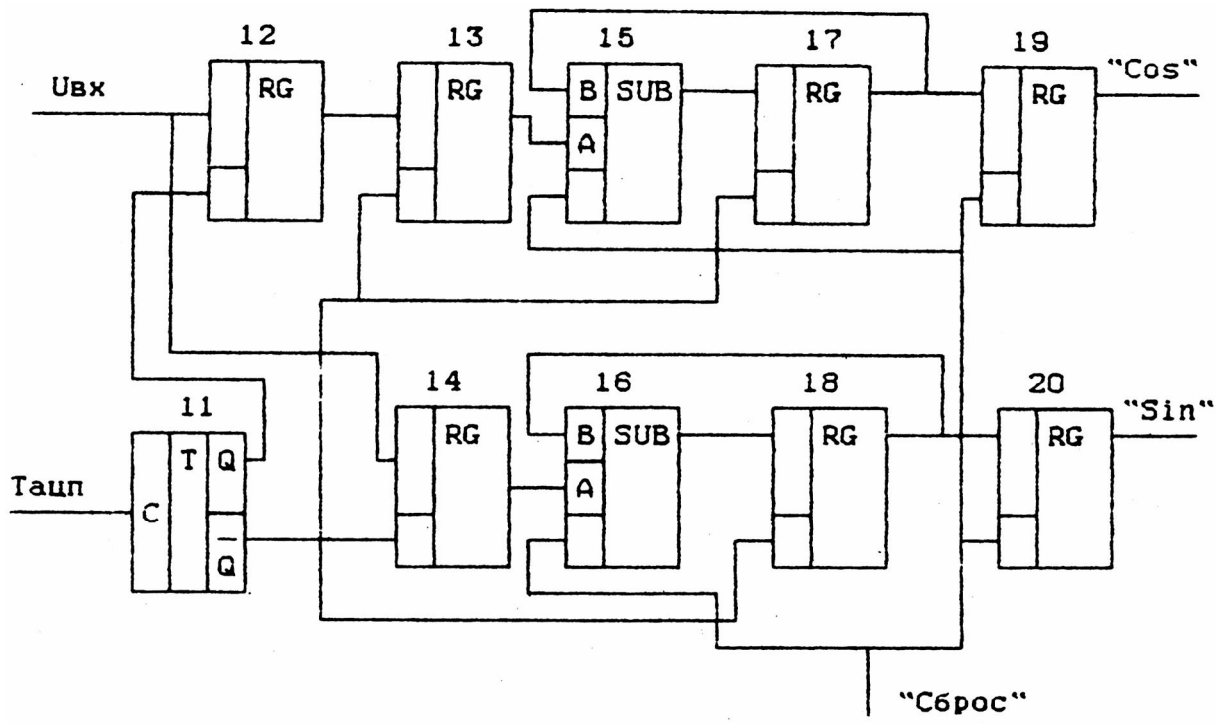
Принцип работы данного устройства заключается в следующем. Поступающие с выхода АЦП цифровые отсчеты напряжений отраженных сигналов на регистрах 12 - 14 разделяются на четные и нечетные по номеру следования выборки с выравниванием их по времени следования. Данный эффект достигается за счет парафазных управляющих сигналов, формируемых на основе тактовых импульсов АЦП триггером 11. В момент действия сигнала "Сброс", совпадающего с импульсом "Начало дистанции", вычитатели 15, 16 переводятся в режим трансляции своих входных сигналов на входы регистров 17, 18 соответственно. По окончании импульса "Сброс" элементы 15, 16 переходят в режим вычитания из вновь поступившего на вход А числа результата предыдущего накопления, выставленного на их входы В по выходам регистров 17, 18. Такой прием позволяет реализовать накопление цифровых отсчетов напряжений отраженного сигнала с чередующимся знаком. При появлении очередного импульса "Сброс" результаты накопления переписываются в регистры 19, 20 и поступают на выход устройства в качестве квадратурных составляющих (5). Далее описанная процедура накопления повторяется вновь.

Источники информации

1. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации. - М.: Сов. радио, 1973. - С.294 - 353.
2. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. - М.: Радио и связь, 1986. - С.60 - 62 (прототип).



Фиг. 1



Фиг. 2